Обробка інформації в складних технічних системах

УДК 621.396.96

DOI: 10.30748/soi.2020.161.01

О.М. Дзігора, В.А. Таршин, Г.С. Залевський

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ЦИФРОАНАЛОГОВИЙ МЕТОД ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ ІЗ АДАПТИВНО ЗМІНЮВАНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Розглядаються особливості цифроаналогового формування радіолокаційних зондувальних сигналів, що забезпечують низький рівень бічних пелюсток сигналів на виході пристрою обробки. Обговорюються можливості використання комбінованих цифроаналогових формувачів, побудованих на основі цифрових синтезаторів прямого цифрового синтезу та квадратурних модуляторів, в уніфікованих збуджувачах радіопередавальних пристроїв перспективних багатофункціональних радіолокаційних станцій. Пропонується удосконалена математична модель пристрою квадратурного цифроаналогового формування сигналів із складними законами модуляції параметрів.

Ключові слова: адаптація режиму зондування, квадратурний модулятор, нелінійна частотна модуляція, рівень бічних пелюсток, цифроаналоговий метод, цифровий синтезатор сигналів.

Вступ

Постановка проблеми. Характерною тенденцією сучасного розвитку багатофункціональних радіолокаційних станцій (БФ РЛС) є оптимізація режиму зондування відповідно до вирішуваних інформаційних завдань, а також адаптація параметрів часо-частотної модуляції зондувальних сигналів (ЗС) відповідно до поточної цільової та задовою обставинки, що склалася в зоні дії РЛС [1].

Використання в сучасних РЛС складних ЗС (із лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) та фазовою кодовою маніпуляцією (ФКМ)) дозволяє забезпечити одночасно потрібне розділення цілей за дальністю і швидкістю, що неможливо при використанні простих сигналів [2–4]. Небажаним побічним продуктом стиснення складних сигналів є бічні пелюстки сигналу на виході пристрою обробки, високий рівень яких ускладнює виявлення й розділення сигналів від близько розташованих у просторі повітряних об'єктів, особливо при різних значеннях їх ефективної поверхні розсіювання. Особливої актуальності набуває питання спостереження сигналів, відбитих від малорозмірних, малопомітних засобів повітряного нападу, зокрема безпілотних літальних апаратів, на фоні об'єктів великих розмірів та завад. Це стало причиною, що в останній час велика увага приділяється питанням удосконалення методів та пристроїв формування, приймання та узгодженої обробки сигналів з нелінійною частотною модуляцією (НЧМ), що забезпечують низький рівень бічних пелюсток (РБП) прийнятих сигналів при їх обробці [2–8].

Різноманіття розв'язуваних інформаційних завдань, прагнення поєднувати корисні властивості різ-

них видів ЗС, потреба комплексного вирішення питань підвищення інформативності, захисту від завад і прихованості роботи сучасних багатофункціональних й спеціалізованих РЛС обумовлює доцільність використання в них уніфікованих радіопередавальних пристроїв (РПП). Такі РПП повинні забезпечувати можливість формування широкого ансамблю високостабільних простих і складних одиночних, складових (за часом) і квазішумових складових сигналів з різною базою; швидкого переходу (від імпульсу до імпульсу або від періоду до періоду) від одного виду сигналу до іншого; гнучкої зміни амплітудно-частотно-часових параметрів формованих сигналів, залежно від етапу бойової роботи й реальної цільової і задовою обставинки.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Аналізу можливостей сучасних методів формування складних ЗС присвячена значна кількість публікацій, зокрема [1; 9–19]. У роботах [14–16; 22] показано, що у дійсний час найбільш перспективними для формування складних сигналів зі змінюваними параметрами є комбіновані таблично-обчислювальні цифрові синтезатори сигналів (ЦСС).

Велика увага в літературі останній час приділяється інтегральним ЦСС серійного виробництва, що реалізують метод прямого цифрового синтезу (Direct Digital Synthesizer – DDS). Як показано в роботах [10; 14–16; 22–24], перевагами таких синтезаторів є: малий крок сітки частот, висока швидкість перебудови частоти, безперервність фази при перебудові частоти, низький рівень фазових шумів, простий алгоритм формування складних сигналів, можливість незалежного керування амплітудою, фазою

й частотою синтезованого сигналу, гарна повторюваність параметрів при тиражуванні, зручність управління за допомогою цифрового інтерфейсу, стабільність параметрів при впливі дестабілізуючих факторів. Однак, основним недоліком ЦСС є їх обмежена швидкодія. Відомі способи розширення діапазону частот формованих ЦСС сигналів, засновані на використанні “тонких” вибірок на виході цифроаналогового перетворювача (ЦАП) [20–21] та спеціальних видів функцій, що інтерполюють [21], кардинально не вирішують проблеми. У даний час розробникам доступні ЦСС, кращі зразки яких здатні функціонувати з тактовими частотами до 3,5 ГГц і, відповідно, забезпечують формування складних сигналів із керованими параметрами в діапазоні частот до 1...1,5 ГГц [10; 22–24]. Ця обставина поки стримує широке застосування цифрових збудників у РПП перспективних БФ РЛС, що працюють у верхній частині дециметрового й сантиметрового діапазонів довжин хвиль.

Недолік, пов’язаний з обмеженням частотним діапазоном ЦСС, як показано в [9; 11–13], в значній мірі усувається при використанні цифроаналогових методів формування складних НВЧ сигналів. Як зазначено в роботах [12–13], для перенесення ЧМ сигналів, що формується ЦСС, в діапазон НВЧ широко використовувалися комбіновані цифроаналогові формувачі (КЦАФ), побудовані на основі системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) та перетворення частоти за допомогою змішувача.

Множення за допомогою ФАПЧ частоти ЧМ сигналу, генерованого методом прямого цифрового синтезу (DDS), як показано в роботах [13; 17], є простим і недорогим методом одержання сигналів дециметрового й сантиметрового діапазонів, але переваги, які має DDS синтез, втрачаються практично по всіх параметрах. Крім збільшення фазового шуму й рівня паразитних гармонік, множення частоти за допомогою ФАПЧ несприятливо позначається на багатьох інших важливих параметрах сигналу DDS, включаючи час (швидкість) перебудови частоти й розрізнення по частоті (крок частотного перестроювання) [12–13]. Для зменшення втрат якості формованих ЧМ сигналів застосовуються комбінації блоків (DDS, ФАПЧ, змішувач, фільтр) [13], але складність і ціна такої багатокаскадної системи можуть бути неприйнятні. Крім того, використання таких пристроїв у РЛС зі швидкою зміною параметрів і видів ЗС не завжди можливе через інерційність системи ФАПЧ (практично реалізований час установлення коливачів КЦАФ з ФАПЧ може становити десятки мікросекунд і більше) [9; 13]. Вимоги ж до швидкості зміни параметрів сигналів в БФ РЛС можуть бути значно жорсткішими. Тому застосування КЦАФ, побудованих на основі системи ФАПЧ, в РПП РЛС з адаптацією часово-частотних параметрів ЗС до цільової та завадової обстановки ускладнене.

Інший доступний розробнику метод перенесення спектру сигналу ЦСС в діапазон НВЧ, як показано в роботах [12–13] – використання змішувача. Таке перетворення не збільшує суттєво амплітуду паразитних гармонік та рівень фазового шуму [13]. Крім того, швидкість перебудови частоти й розрізнення по частоті зберігаються. Найбільша перешкода, яку доводиться долати – це наявні дві бічні смуги у вихідному сигналі і пряме проходження сигналу несучої частоти (гетеродину) на вихід. Фільтрація сигналу для придушення небажаної бічної смуги й несучої за таких умов надзвичайно ускладнена. Для подолання цієї проблеми розробники зазвичай застосовують багаторазове перетворення частоти й фільтрацію. Такий підхід полегшує процес фільтрації, але значно збільшує складність і вартість системи. Крім того, необхідність перетворення сигналу із двома бічними смугами в односмуговий НВЧ сигнал за допомогою змішувача може зробити важкою або неможливою фільтрацію вихідного широкосмугового ЧМ сигналу, а також застосування високоякісного гетеродину з фіксованою частотою.

В роботі [13] запропоновано більш ефективний метод перенесення формованих DDS-синтезатором сигналів в діапазон 800–2500 МГц, заснований на використанні квадратурного модулятора (КМ) AD8346 [13; 25]. Показано, що односмуговий, з подавленою несучою, сигнал на виході такого перетворювача має типові значення коефіцієнта придушення несучої й сигналу другої (небажаної) бічної смуги більш 36 дБ у всьому робочому діапазоні частот. Крім того, усі якісні характеристики сигналу, які забезпечує DDS синтезатор, зберігаються, тоді як небажані продукти перетворення мінімальні.

В ряді робіт [25–29] загальним питанням побудови та принципам функціонування КМ приділена велика увага. Запропоновані в роботі [29] математичні моделі дозволяють оцінити якість формування вузькосмугових сигналів на виході КМ. В роботах [28–29] розглянуто питання оцінки залежності рівня небажаних спектральних складових вихідного сигналу модулятора від неідентичностей квадратурних каналів. В той же час потребують більш глибокого аналізу можливості та перспективи використання КЦАФ на основі КМ в збуджувачах БФ РЛС, що працюють в НВЧ діапазоні (верхньої частини дециметрового та сантиметрового діапазонів довжин хвиль) для формування широкосмугових ЗС з можливою адаптивною зміною параметрів часо-частотної модуляції відповідно до вирішуваних інформаційних завдань та поточної цільової та завадової обстановки.

Метою статті є розробка математичної моделі пристрою цифроаналогового формування радіолокаційних зондувальних сигналів на основі КМ та удосконалення методу адаптивного вибору їх часово-частотних параметрів відповідно до цільової та завадової обстановки.

Виклад основного матеріалу

Структурна схема квадратурного КЦАФ НЧМ сигналів наведена на рис. 1.

Рис. 1. Структурна схема квадратурного КЦАФ НЧМ сигналів

Характерною особливістю такої побудови є необхідність використання для формування сигналів із заданими амплітудно-частотно-часовими параметрами ЦСС, що має два ідентичні канали – (синфазний – канал I та квадратурний – Q). Прикладом такого квадратурного ЦСС є інтегральний DDS-синтезатор серії AD9854 фірми Analog Devices Inc. [24]. Функціональна схема DDS AD9854 наведена на рис. 2.

Інноваційне високошвидкісне ядро квадратурного DDS AD9854 містить 48-розрядні накопичувачі частоти й фази, 12-розрядні вихідні ЦАП, здатні функціонувати з максимальною тактовою частотою 300 МГц, що забезпечує високу роздільну здатність по частоті (крок перестроювання по частоті – 1 мГц) та швидкість перестроювання.

Рис. 2. Функціональна схема квадратурного DDS AD9854

Наявність вбудованих інверсних Sinc-фільтрів дозволяє компенсувати нерівномірність амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) ЦАП у діапазоні до $f_T/2$. Паралельний інтерфейс і функції незалежного керування амплітудою, фазою й частотою синтезованого сигналу забезпечують можливість формування квадратурних сигналів із складними законами модуляції параметрів та гнучкої їх зміни. Синтезатор характеризується відмінним динамічним діапазоном, вільним від паразитних складових (SFDR) та низьким рівнем фазових шумів, що складають -130 дБ при зміщенні на 1 кГц.

Наявність в структурі DDS цифрових перемножувачів кодів амплітуди забезпечує можливість незалежного підстроювання повного розмаху вихідних напруг ЦАП, реалізації функції програмованої амплітудної модуляції (маніпуляції) та корекції неідентичності квадратурних каналів БМ.

Математичні моделі вихідних сигналів квадратурних каналів ЦСС з урахуванням обмеженої розрядності обчислювача кодів фази (ОКФ), перетво-

рювача кодів (ПК), перемножувача кодів амплітуди і однополярних ЦАП можна описати виразами:

$$U_I(r) = \frac{2}{2^{n_{\text{ЦАП}}}-1} \cdot \text{ent} \left\{ \left[1 + \frac{K_U(r)}{2^{n_{\text{ЦАП}}}-1} \times \cos \left(\frac{2\pi}{2^{n_{\text{ПК}}}} \cdot \text{ent} \left\{ \frac{K_\Phi(r)}{2^{n_{\text{ОКФ}}-n_{\text{ПК}}}} \right\} \right) \right] \times \left(2^{n_{\text{ЦАП}}-1} - 0,5 \right) + 0,5 \right\} - 1; \quad (1)$$

$$U_Q(r) = \frac{2}{2^{n_{\text{ЦАП}}}-1} \cdot \text{ent} \left\{ \left[1 + \frac{K_U(r)}{2^{n_{\text{ЦАП}}}-1} \times \sin \left(\frac{2\pi}{2^{n_{\text{ПК}}}} \cdot \text{ent} \left\{ \frac{K_\Phi(r)}{2^{n_{\text{ОКФ}}-n_{\text{ПК}}}} \right\} \right) \right] \times \left(2^{n_{\text{ЦАП}}-1} - 0,5 \right) + 0,5 \right\} - 1, \quad (2)$$

де $n_{\text{ОКФ}}$, $n_{\text{ПК}}$ і $n_{\text{ЦАП}}$ – кількість розрядів, відповідно, ОКФ, ПК і ЦАП;

$K_\phi(r)$ – послідовність кодів фази синтезованого сигналу;

$K_U(r)$ – коди керування амплітудами вихідних сигналів ЦАП;

$$K_U(r) = \text{ent} \left\{ \Delta A(r) \cdot \left(2^{n_{\text{ЦАП}}} - 1 \right) + 0,5 \right\};$$

$\Delta A(r)$ – розмах вихідної напруги ЦАП (у відсотках).

Квадратурні складові НЧМ сигналу після смугової фільтрації (СФ1, СФ2) надходять на входи балансного КМ (рис. 1). На гетеродинний вхід КМ надходить опорне коливання, що формується зовнішнім НВЧ генератором. Така побудова КЦАФ забезпечує можливість формування складних НЧМ

сигналів практично в будь-якому діапазоні частот з низьким рівнем небажаних комбінаційних складових, а також швидкий перехід від одного виду сигналу до іншого. Спотворення частотно-часової структури вихідних сигналів такого КЦАФ, по суті, визначаються спотвореннями вихідних сигналів проміжної частоти, що формуються ЦСС, та стабільністю сигналу зовнішнього опорного генератора (ОГ), в якості якого може використовуватися, наприклад, цифровий синтезатор частоти AD9914 [13].

Основні характеристики деяких КМ, що серійно виготовляються сучасними виробниками [23–24], наведено в табл. 1.

Таблиця 1

Основні характеристики сучасних квадратурних модуляторів

Тип КМ	Діапазон вихідних частот, МГц	Діапазон частот IQ*, МГц	Пряме проходження несучої, дБм	Придушення бічної смуги, дБн	Дисбаланс амплітуд IQ сигналів, дБ	Фазова погрішність IQ сигналів, град.	Рівень власних шумів, дБм/Гц
AD8346	800...2500	0...70	-42	-36	0,2	1,0	-147,0
AD8349	700...2700	0...160	-45	-35	0,1	1,9	-155,0
ADL5371	500...1500	0...500	-50	-55	0,1	0,03	-158,6
ADL5372	1500...2500	0...500	-45	-45	0,09	0,21	-158,0
ADL5373	2300...3000	0...500	-32	-57	0,01	0,1	-157,0
ADL5374	3000...4000	0...500	-33	-50	0,015	0,25	-160,0
ADL5375	400...6000	0...750	-46	-52	0,05	0,29	-160,0
ADL5385	50...2200	0...700	-46	-50	0,03	0,39	-159,0
ADL5386	50...2200	0...700	-38	-46	0,05	0,5	-160,0
ADL5591	1805...1990	0...250	-39	-48	0,05	0,3	-157,0
LT5572	1500...2500	0...450	-39,4	-41,2	0,07	0,9	-152,2
HMC497LP4	100...4000	0...700	-23	-43	-	-	-161,0
RF2850	1700...2500	0...250	-55	-45	-	-	-158,0

* IQ – I- та Q-складові сигналу модуляції.

В загальному випадку ідеальний НВЧ сигнал на виході КМ визначається виразом:

$$U_{KM}(t) = U_I(t)U_{LO_I}(t) \pm U_Q(t)U_{LO_Q}(t) = U_{m_{KM}} \cos(2\pi f_0 t \mp \Phi(t)), \quad (3)$$

де $U_I(t)$, $U_Q(t)$ – синфазна та квадратурна складові вихідного сигналу ЦСС;

$U_{LO_I}(t)$, $U_{LO_Q}(t)$ – синфазна та квадратурна складові сигналу ОГ;

$U_{m_{KM}}$ – амплітуда вихідного сигналу КМ;

f_0 – частота сигналу ОГ;

$\Phi(t)$ – закон зміни фази вихідного сигналу ЦСС.

Знак “+” у виразі (3) відповідає випадку формування односмугового сигналу нижньої бічної складової спектру (lower sideband – LSB) та придушення верхньої бічної складової спектру (upper sideband – USB); знак “–” випадку формування USB-сигналу та придушення LSB-складової спектру.

Рівень придушення небажаної бічної смуги та сигналу несучої частоти (ОГ) на виході КМ зале-

жить від амплітудних та фазових неідентичностей квадратурних каналів ЦСС та якості модулятора. Для оцінювання рівня цих небажаних спектральних компонентів вихідного сигналу КМ доцільно використовувати відносні коефіцієнти придушення небажаної бічної смуги (K_{SB}) та сигналу ОГ (K_{LO}):

$$K_{SB} = \frac{G_{SB}}{G_{MSB}}; \quad (4)$$

$$K_{LO} = \frac{G_{LO}}{G_{MSB}}, \quad (5)$$

де G_{MSB} , G_{SB} та G_{LO} – рівень основної, небажаної бічної складової спектру та опорного сигналу на виході КМ, відповідно.

З урахуванням можливих джерел спотворень НЧМ сигналу в КМ, синфазні та квадратурні складові вихідного сигналу ЦСС та гетеродинного сигналу можна представити у наступному вигляді:

$$U_I(t) = U_I \cos(\Phi(t));$$

$$U_Q(t) = \Delta U U_I \sin(\Phi(t) + \Delta\Phi) + \Delta U_-;$$

$$U_{LO_I}(t) = U_{LO} \cos(\Phi_{LO}(t)) = U_{LO} \cos(2\pi f_0 t);$$

$$U_{LOQ}(t) = \Delta U_{LO} U_{LO} \sin(\Phi_{LO}(t) + \Delta\Phi_{LO}) + \Delta U_{LO=},$$

де U_I та U_{LO} – амплітуди сигналів квадратурних каналів ЦСС та ОГ, відповідно;

ΔU та ΔU_{LO} – амплітудна неідентичність квадратурних каналів ЦСС та ОГ, відповідно;

$\Phi(t)$ та $\Delta\Phi$ – закон зміни фази вихідного сигналу ЦСС та фазова неідентичність квадратурних каналів ЦСС;

$\Phi_{LO}(t)$ та $\Delta\Phi_{LO}$ – закон зміни фази сигналу ОГ та фазова неідентичність квадратурних каналів КМ;

$\Delta U_{=}$ та $\Delta U_{LO=}$ – амплітудні зсуви у квадратурних каналах ЦСС та КМ, відповідно.

Враховуючи викладене, математичну модель КМ (3) можна представити у вигляді:

$$U_{KM}(t) = U_I U_{LO} \cos(\Phi(t)) \cos(\Phi_{LO}(t)) \mp (\Delta U \cdot U_I \sin(\Phi(t) + \Delta\Phi) + \Delta U_{=}) \times (\Delta U_{LO} \cdot U_{LO} \sin(\Phi_{LO}(t) + \Delta\Phi_{LO}) + \Delta U_{LO=}). \quad (6)$$

Проведено математичне моделювання КМ відповідно до (6). Для розрахунку використовувалися наступні параметри КМ: початкова частота НЧМ сигналу ЦСС $f_{ПНЧМ} = 100$ МГц; ширина спектру НЧМ сигналу $\Delta F_{НЧМ} = 25$ МГц; частота сигналу ОГ $f_0 = 2000$ МГц. Як неідентичності квадратурних каналів

модулятора прийняті типові значення для КМ ADL5375 [23]: $\Delta U = 0,05$ дБ; $\Delta\Phi = 0,29^\circ$; $K_{SB} = -46$ дБ.

На рис. 3 зображено спектр НЧМ сигналу на виході такого КМ. Основними компонентами спектру у випадку формування односмугового USB-сигналу є:

– верхня бічна смуга – якщо КМ не має недоліків, це єдиний спектральний компонент, що спостерігається, – результат множення та підсумовування НЧМ сигналів квадратурних каналів ЦСС з двома квадратурними сигналами ОГ;

– небажана нижня бічна смуга – цей небажаний компонент є результатом амплітудного та фазового дисбалансу між квадратурними каналами ЦСС разом із квадратурним дисбалансом ОГ;

– небажаний витік опорного сигналу (LO) – цей компонент є наслідком зсувів сигналів квадратурних каналів ЦСС та/або паразитарного витоку сигналу ОГ безпосередньо на вихід КМ.

За результатами проведених досліджень та результатами математичного моделювання встановлено зв'язок між помилками КМ та рівнем придушеної бічної смуги при різних значеннях ΔU та $\Delta\Phi$ (рис. 4), що може бути покладене в основу методики визначення відносного рівня придушення небажаної бічної смуги КМ в залежності від амплітудного та фазового дисбалансу між I/Q каналами ЦСС.

Рис. 3. Спектр НЧМ сигналу на виході КМ при $f_{ПНЧМ} = 100$ МГц, $\Delta F_{НЧМ} = 25$ МГц, $f_0 = 2000$ МГц

Рис. 4. Взаємозв'язок між помилками КМ та рівнем придушення бічної смуги

Аналіз результатів показує, що квадратурна фазова неідентичність в $0,1^\circ$, поєднана з дисбалансом $0,05$ дБ коефіцієнта підсилення I/Q каналів ЦСС, призводить до -50 дБ придушення небажаної бічної смуги КМ. Примітно в цьому прикладі, що зменшення фазової неідентичності I/Q каналів ЦСС не впливає на рівень придушення небажаної бічної смуги, якщо також не покращиться амплітудний баланс цих каналів.

Запропонована математична модель КЦАФ КМ дозволяє оцінити якість сформованого НЧМ сигналу, рівень небажаних спектральних компонентів та висунути вимоги щодо ідентичності квадратурних каналів інтегрального ЦСС, балансу КМ та чистоти спектру опорного генератора (рис. 5–6).

Рис. 5. Залежність коефіцієнта придушення небажаної бічної смуги КМ від дисбалансу квадратур ЦСС: а – амплітудного; б – фазового дисбалансу

Рис. 6. Залежність відносного рівня паразитного витоку опорного сигналу гетеродину від зміщення квадратур ЦСС

Аналіз результатів моделювання відповідно (6) підтверджують достатньо точну відповідність запропонованої математичної моделі КЦАФ КМ експериментальним даним, наведеним в [23–24].

Таким чином, використання КЦАФ КМ в збуджувачах БФ РЛС забезпечує можливість формування широкого ансамблю високостабільних простих і складних одиночних, складених (за часом) і квазішумових складових зондувальних сигналів з різною базою; швидкого переходу (від імпульсу до імпульсу або від періоду до періоду) від одного виду сигналу до іншого; адаптивної зміни амплітудно-частотно-часових параметрів формованих зондувальних сигналів залежно від етапу бойової роботи й реальної цільової та завадової обстановки.

Висновки

На основі проведеного у статті аналізу сучасних методів формування складних зондувальних сигналів із адаптивно змінюваними параметрами показано, що притаманний цифровим синтезаторам недолік, пов'язаний з обмеженим частотним діапазоном сформованих ними ЧМ сигналів, в значній мірі усувається при використанні комбінованих цифро-аналогових пристроїв формування.

Для подолання вказаного недоліку запропоновано використовувати метод перенесення сформованих ЦСС сигналів в діапазон НВЧ, який ґрунтується на використанні балансної квадратурної модуляції. Такий варіант побудови КЦАФ забезпечує можливість формування складних ЧМ сигналів практично в будь-якому діапазоні частот з низьким рівнем небажаних комбінаційних складових, а також швидкий перехід від одного виду сигналу до іншого.

Удосконалена математична модель пристрою формування дозволяє оцінити спотворення частотно-часової структури широкосмугових вихідних НВЧ сигналів КЦАФ КМ, що пов'язані з неідентичністю квадратурних каналів ЦСС, КМ та якістю сигналу опорного генератора.

Одержані з використанням розробленої математичної моделі результати досліджень дозволяють оцінювати потенційні можливості пристроїв формування радіолокаційних ЗС із адаптивно змінюваними параметрами, проводити аналіз ефективності різних варіантів практичної реалізації формувачів радіолокаційних сигналів та конкретизувати технічні вимоги до передавальних пристроїв перспективних багатофункціональних РЛС.

Список літератури

1. Гомозов В.И. Целесообразность унификации возбудителей простых и сложных сигналов при адаптации и оптимизации режима зондирования РЛС / В.И. Гомозов // Вестник БГТУ им. В. Г. Шухова. – 2007. – № 2. – С. 10-15.
2. Skolnik M. Radar handbook / M. Skolnik. – 3rd ed. – The McGraw-Hill Companies, 2008. – 1351 p.

3. Levanon N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson. – Wiley-IEEE Press. – 2004. – 432 p.
4. Melvin W.L. Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques / W.L. Melvin., J.A. Scheer. – Edison, NJ : SciTech Publishing, 2013. – 876 p.
5. Doerry A.W. Generating Nonlinear FM Chirp Waveforms for Radar / A.W. Doerry // Sandia Report SAND2006-5856, Unlimited Release, September 2006.
6. Аксельрод Г.З. Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения / Г.З. Аксельрод, К.А. Елагина // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2015. – № 2. – С. 40-43.
7. Кандырин Н.П. Выбор структуры малобазовых частотно-модулированных сигналов для обзорных РЛС / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Системы обработки информации. – 2003. – № 3(25). – С. 98-108.
8. Lesnik C. Nonlinear frequency modulated signal design / C. Lesnik // Acta Physica Polonica A. – 2009. – Vol. 116, No. 3. – P. 351-354.
9. Батурич Н.Г. Цифроаналоговые методы формирования сложных частотно-модулированных сигналов при модернизации обзорных РЛС различного назначения / Н.Г. Батурич, Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Сборник научных трудов. Часть 1. – Х.: АН ПРЭ, ХНУРЭ, 2002. – С. 141-144.
10. Белов Л.А. Устройства формирования СВЧ сигналов и их компоненты / Л.А. Белов. – М: Издательский дом МЭИ, 2010. – С. 242-266.
11. Лошаков В.А. Цифроаналоговый метод формирования сложных СВЧ сигналов с высокой чистотой спектра / В.А. Лошаков, И.В. Красношапка, А.В. Костянец // Збірник наукових праць ХВУ. – Х.: ХВУ, 2001. – Вип. 7(37). – С. 55-58.
12. Кандырин Н.П. Формирование широкополосных ЛЧМ сигналов методом прямого цифрового синтеза и перенос их в диапазон СВЧ. Часть 3. Исследование фазовых шумов синтезаторов ЛЧМ сигналов в диапазоне СВЧ / Н.П. Кандырин // Системы обработки информации. – 2016. – Вип. 7(144). – С. 49-54.
13. Cushing R. Single Sideband Upconversion of Quadrature DDS Signals to the 800 to 2500 MHz Band / R. Cushing. – Analog Dialogue. – 2000. – Vol. 34-3. – P. 46-49.
14. Vankka J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications / J. Vankka, Kari A.I. Halonen. – Springer, 2001. – 216 p.
15. Murphy E. Direct Digital Synthesis (DDS) Controls Waveforms in Test, Measurement, and Communications / E. Murphy, C. Slattery // Analog dialogue. – 2005. – Vol. 39, No. 3. – P. 12-15.
16. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2004. – № 1. – С. 3-7.
17. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / V.F. Kroupa. – John Wiley & Sons, Ltd. – 2003. – 334 p.
18. Макаренко В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 7. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2010. – № 1. – С. 34-46.
19. Кочемасов В. Цифровые вычислительные синтезаторы – современные решения. Часть 2 / В. Кочемасов, Д. Скок, А. Черкашин // Электроника НТБ. – 2014. – № 2. – С. 150-160.
20. Кандырин Н.П. К вопросу о расширении частотного диапазона формируемых сигналов в цифровых синтезаторах / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Системы обработки информации. – 2002. – № 5(21). – С. 88-93.
21. А.С. 1432722 СССР, МКИ H03B19/00. Цифровой синтезатор частот / Н.А. Михайлов, Ю.М. Романов. – №4201694/24-09; Заявл. 02.03.1987; Опубл. 23.10.1988.
22. Кандырин Н.П. Сучасний стан техніки цифрового синтезу складних частотно-модульованих сигналів / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Збірник наукових праць ХУ ПС. – Х.: ХУ ПС, 2005. – Вип. 6(6). – С. 20-25.
23. Analog Devices, Inc. Data Sheet AD9914: 3.5 GSPS Direct Digital Synthesizer with 12-bit DAC DDS [Electronic resource]. – Available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9914.pdf.
24. Analog Devices, Inc. Data Sheet AD9854: CMOS 300 MSPS Quadrature Complete DDS [Electronic resource]. – Available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9854.pdf.
25. AD8346: 0.8 GHz to 2.5 GHz Quadrature Modulator Data Sheet (Rev. A) [Electronic resource]. – Available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8346.pdf.
26. IQ Modulators [Electronic resource]. – Available at: www.analog.com/en/products/rf-microwave/iq-modulators-demodulators/iq-modulators.html.
27. Голуб В.С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В.С. Голуб // Электроника НТБ. – 2003. – № 3. – С. 28-32.
28. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках / И. Джан // Беспроводные технологии. – 2011. – № 1. – С. 58-63.
29. Application Note AN-1039. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity [Electronic resource]. – Available at: www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1039.pdf.
30. ADL5375: 400 MHz to 6 GHz Broadband Quadrature Modulator Data Sheet (Rev. D) [Electronic resource]. – Available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5375.pdf.

References

1. Gomofov, V.I. (2007), "Tselesoobraznost' unifikatsii vzbuditeley prostykh i slozhnykh signalov pri adaptatsii i optimizatsii rezhima zondirovaniya RLS" [The expediency of unification the formers of simple and complex signals when adapting and optimizing the radar probing mode], *Bulletin of BSTU named after V.G. Shukhov*, No. 3(19), pp. 124-128.
2. Skolnik, M.I. (2008), *Radar Handbook, Third Edition*, The McGraw-Hill Companies, 1352 p.
3. Levanon, N. and Mozeson, E. (2004), *Radar Signals*, Wiley-IEEE Press, 432 p.
4. Melvin, W.L. and Scheer, J.A. (2013), *Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques*, SciTech Publishing, Edison, NJ, 876 p.

5. Doerry, A.W. (2006), *Generating Nonlinear FM Chirp Waveforms for Radar*, Sandia Report SAND2006-5856, Unlimited Release, 34 p.
6. Akselrod, G.Z. and Elagina, K.A. (2015), "Primenenie signala s nelinejnoy chastotnoj modulyacziy dlya umen'sheniya poter' obnaruzheniya" [Using a nonlinear frequency modulated signal to reduce detection loss], *Journal of the Russian Universities: Radioelectronics*, No. 2, pp. 40-43.
7. Kandyryn, N.P. and Dzihora, A.M. (2003), "Vybor struktury malobazovykh chastotno-modulyrovannykh sygnalov dlia obzornykh RLS" [Choice of the structure of FM signals with small base for surveillance radars], *Information Processing Systems*, No. 3(25), pp. 98-108.
8. Lesnik, C. (2009), Nonlinear frequency modulated signal design, *Acta Physica Polonica A.*, Vol. 116, No. 3, pp. 351-354.
9. Baturin, N.G., Kandyryn, N.P. and Dzihora, A.M. (2002), "Cifro-analogovye metody formirovaniya slozhnykh chastotno-modulyrovannykh signalov pri modernizacii obzornykh RLS razlichnogo naznacheniya" [Digital-analog methods for the formation of complex frequency-modulated signals during the modernization of surveillance radars for various purposes], *Collection of scientific papers KhNURE*, Part 1, pp. 141-144.
10. Belov, L.A. (2010), "Ustroystva formirovaniya SVCh signalov i ikh komponenty" [Microwave signal generating devices and their components], MEI Publishing House, Moscow, pp. 242-266.
11. Loshakov, V.A., Krasnoshapka, I.V. and Kostianets, A.V. (2001), "Cifroanalogovyy metod formirovaniya slozhnykh SVCh signalov s vysokoy chistotoj spektra" [Digital-analog method of forming of complex microwave signals with high spectrum purity], *Collection of scientific papers KhMU*, No. 7(37), pp. 55-58.
12. Kandyryn, N.P. (2016), "Formirovaniye shirokopolosnykh LChM sygnalov metodom priamoho tsyfrovoho sinteza y perenos ykh v dyapazon SVCh. Chast 3. Yssledovaniye fazovykh shumov sintetizatorov LChM sygnalov v dyapazone SVCh" [The formation of a broadband LFM signal by direct digital synthesis and transfer them to the microwave range. Part 3. A study of phase noise synthesizers LFM signals in the microwave range], *Information Processing Systems*, No. 7(144), pp. 49-54.
13. Cushing, R. (2000), Single Sideband Upconversion of Quadrature DDS Signals to the 800 to 2500 MHz Band, *Analog Dialogue*, Vol. 34-3, pp. 46-49.
14. Vankka, J. and Halonen, Kari A.I. (2001), *Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications*, Springer, 216 p.
15. Murphy, E. and Slattery, C. (2005), Direct Digital Synthesis (DDS) Controls Waveforms in Test, Measurement, and Communications, *Analog dialogue*, Vol. 39, No. 3, pp. 12-15.
16. Makarenko, V. (2004), "Sintezatory chastoty pryamogo tsifrovogo sinteza" [Direct Digital Synthesis Frequency Synthesizers], *Electronic Components and Systems*, No. 1, pp. 3-7.
17. Kroupa, V.F. (2003), *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis*, John Wiley & Sons, Ltd., 334 p.
18. Makarenko, V. (2010), "Komponenty dlya postroyeniya besprovodnykh ustroystv svyazi, chast' 7. Sintezatory chastoty pryamogo tsifrovogo sinteza" [Components for building wireless communication devices, part 7. Direct digital synthesis frequency synthesizers], *Electronic Components and Systems*, No. 1, pp. 34-46.
19. Kochemasov, V., Skok, D. and Cherkashin, A. (2014), "Tsifrovyye vychislitel'nyye sintetizatory - sovremennyye resheniya. Chast' 2" [Digital Computing Synthesizers. State of Art. Part 2], *Electronics: Science, Technology, Business*, No. 2, pp. 150-160.
20. Kandyryn, N.P. and Dzihora, A.M. (2002), "K voprosu o rasshirenii chastotnogo diapazona formiruemykh signalov v cifrovyykh sintetizatorakh" [To question about frequency band expansion of forming signals in digital synthesizers], *Information Processing Systems*, No. 5(21), pp. 88-93.
21. Mikhailov, N.A. and Romanov, Yu.M. (1988), "Cyfrovoy sintetizator chastot" [Digital frequency synthesizer], USSR certificate of authorship No. 143722, dated Nov. 23, 1988.
22. Kandyryn, M.P. and Dzihora, O.M. (2005), "Suchasnyi stan tekhniki tsyfrovoho sintezu skladnykh chastotno-modulovannykh sygnaliv" [Current state of the art of digital synthesis of complex frequency-modulated signals], *Scientific Works of Kharkiv Air Force University*, No. 6(6), pp. 20-25.
23. Analog Devices, Inc., *Data Sheet AD9914: 3.5 GSPS Direct Digital Synthesizer with 12-bit DAC DDS*, available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9914.pdf.
24. Analog Devices, Inc., *Data Sheet AD9854. CMOS 300 MSPS Quadrature Complete DDS*, available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9854.pdf.
25. Analog Devices, Inc., *AD8346: 0.8 GHz to 2.5 GHz Quadrature Modulator Data Sheet (Rev. A)*, available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8346.pdf.
26. Analog Devices, Inc., *I/Q Modulators*, available at: www.analog.com/en/products/rf-microwave/iq-modulators-demodulators/iq-modulators.html.
27. Golub, V.S. (2003), "Kvadraturnyye modul'yatory i demodul'yatory v sistemah radiosvjazi" [Quadrature Modulators and Demodulators in Radio Communication Systems], *Electronics: STB*, No. 3, pp. 28-32.
28. Zhang, Yi. (2011), "Balans kvadraturnykh sostavljajushhih i podavleniya zerkal'nogo kanala v besprovodnykh pere-datchikah" [Balance of quadrature components and mirror suppression in wireless transmitters], *Wireless Technologies*, No. 1, pp. 58-63.
29. Analog Devices, Inc., *Application Note AN-1039. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity*, available at: www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1039.pdf.
30. Analog Devices, Inc., *ADL5375: 400 MHz to 6 GHz Broadband Quadrature Modulator Data Sheet (Rev. D)*, available at: www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5375.pdf.

Надійшла до редколегії 19.03.2020

Схвалена до друку 12.05.2020

Відомості про авторів:**Дзігора Олександр Михайлович**

викладач кафедри Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-6614-4694>

Таршин Володимир Анатолійович

доктор технічних наук доцент
начальник кафедри Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-7059-6354>

Залевський Геннадій Станіславович

доктор технічних наук старший науковий співробітник
професор кафедри Харківського національного
університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-6173-0571>

Information about the authors:**Oleksandr Dzihora**

Instructor of Department
of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-6614-4694>

Volodymyr Tarshyn

Doctor of Technical Sciences Associate Professor
Head of Department of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-7059-6354>

Gennady Zalevsky

Doctor of Technical Sciences Senior Research
Professor of Department of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-6173-0571>

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С АДАПТИВНО ИЗМЕНЯЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

А.М. Дзигора, В.А. Таршин, Г.С. Залевский

В статье рассматриваются особенности цифроаналогового формирования радиолокационных зондирующих сигналов с нелинейными законами частотной модуляции, обеспечивающие низкий уровень боковых лепестков сигналов на выходе устройства обработки. Обсуждаются возможности использования цифроаналоговых формирователей с системой фазовой автоподстройки частоты, смесителями и квадратурными модуляторами в унифицированных возбудителях радиопередающих устройств перспективных специализированных и многофункциональных радиолокационных станций. Показано, что в настоящее время наиболее перспективными для формирования сложных СВЧ сигналов с изменяемыми параметрами являются цифроаналоговые формирователи, построенные на основе цифровых синтезаторов прямого цифрового синтеза и квадратурных модуляторов. Такие устройства обеспечивают возможность формирования сложных ЧМ сигналов практически в любом диапазоне частот с низким уровнем побочных комбинационных составляющих спектра. Использование квадратурных цифроаналоговых формирователей в возбудителях многофункциональных РЛС обеспечивает возможность формирования широкого ансамбля высокостабильных простых и сложных одиночных, составных (по времени) и квазишумовых составных зондирующих сигналов с разной базой; быстрого перехода (от импульса к импульсу или от периода к периоду) от одного вида сигнала к другому; адаптивного изменения амплитудно-частотно-временных параметров формируемых зондирующих сигналов в зависимости от режима боевой работы и реальной целевой и помеховой обстановки. Предлагаются усовершенствованные математические модели цифровых синтезаторов сигналов и устройства квадратурного цифроаналогового формирования сигналов со сложными законами модуляции параметров. Это позволяет оценить искажения частотно-временной структуры широкополосных выходных СВЧ сигналов формирователя, связанные с неидентичностью квадратурных каналов цифровых синтезаторов, квадратурных модуляторов и качеством сигнала внешнего опорного генератора.

Ключевые слова: адаптация режима зондирования, квадратурный модулятор, нелинейная частотная модуляция, уровень боковых лепестков, цифроаналоговый метод, цифровой синтезатор сигналов.

DIGITAL-ANALOG METHOD OF FORMING A SIGNALS WITH ADAPTIVELY CHANGED PARAMETERS

O. Dzihora, V. Tarshyn, G. Zalevsky

The features of digital-analog forming a radar sounding signals with nonlinear frequency modulation functions, providing a low level of sidelobes of signals at the output of the processing device are considered in the paper. Possibilities of using a digital-analog shapers with a phase-locked loop, mixers and quadrature modulators in unified generators of radio transmitting devices of advanced specialized and multi-role radars are discussed. It is shown that at present the most promising for forming a complex signals with variable parameters are the combined digital-analog shapers based on digital synthesizers of direct digital synthesis (DDS) and quadrature modulators. Such devices provide the ability to generate complex frequency modulated signals in virtually any frequency range with a low level of side components of the spectrum. The use of quadrature digital-analog shapers in transmitters of multi-role radars enables the formation of a wide ensemble of highly stable simple and complex, single and composite (in time) sounding signals with different bases, fast transition (from pulse to pulse or from period to period) from one type of signal to another, adaptive changes in the amplitude-frequency-time parameters of the generated sounding signals depending on the stage of combat operation, and the real target and interference situation. Improved mathematical models of integrated direct digital synthesizers and combined quadrature digital-analog forming device of signals with complex modulation function parameters are proposed. This allows us to assess the distortion of the time-frequency structure of the broadband output microwave signals of the former associated with the non-identity of the quadrature channels of the integral digital synthesizer, quadrature modulator, signal quality of the external local oscillator, and also allows us to specify the technical requirements for the radar transmitter.

Keywords: digital-analog method, digital signal synthesizer, quadrature modulator, nonlinear frequency modulation, sidelobe level, sounding mode adaptation.